

ДИЭЛЬКОМЕТРИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ДИСПЕРСНЫХ СИСТЕМ 2. ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ¹

**Ю.Г.Подкин, *Т.Г.Чикуров, **О.М.Розенталь*

** Ижевский государственный технический университет. Сарапульский филиал
427900, Удмуртская Республика, Сарапул, Труда, 8*

*** Уральский филиал Академии стандартизации, метрологии и сертификации
620219, Екатеринбург, Красноармейская, 2а*

Синтезирована унифицированная функциональная схема диэлькометрической системы контроля и управления процессами переработки нестационарных дисперсных систем. Проведен анализ принципов построения и схемотехники первичного и вторичного измерительных преобразователей диэлькометров, определены возможности их оптимизации. Предложены и исследованы высокочастотный двухканальный и низкочастотный одноканальный параметрические цифровые диэлькометрические преобразователи. Разработана экспериментальная установка и методика метрологического обеспечения диэлькометрических средств контроля нестационарных дисперсных систем. Эффективность предложенных решений подтверждается экспериментальными исследованиями диэлектрических характеристик сухих дрожжей. Выявлены специфические особенности реакции биологических систем на электрическое поле и даны рекомендации по уменьшению погрешности измерения таких объектов.

Системотехника диэлькометров

Техническая реализация диэлькометрического метода измерения [1] обеспечивается диэлькометрами. Структура, схемотехника и конструктивное оформление диэлькометров определяются их назначением, видом реализации и способом представления информации. Соответственно функциональный состав диэлькометра может быть весьма разнообразным - от минимально необходимого набора блоков, реализующих измерительные устройства, до измерительной системы, содержащей блоки расширения функций.

Минимальная конфигурация диэлькометра (рис. 1) содержит измерительный преобразователь (ИП), устройство обработки (УО) и индикатор (И). Блок ИП обеспечивает основную функцию - преобразование контролируемых величин в электрические сигналы, поэтому определяет функциональные возможности и метрологические характеристики диэлькометра. В УО проводят математическую обработку сигналов. При этом решается широкий круг задач от улучшения сервиса, например линеаризация отображения блоком И контролируемого параметра, до корреляционной обработки, обеспечивающей минимизацию погрешности измерения.

Подкин Юрий Германович – заведующий кафедрой “Конструирование и производство радиоаппаратуры” (КиПР) Сарапульского филиала Ижевского государственного технического университета (СФИЖГТУ), кандидат технических наук, доцент.

Область научных интересов: диэлькометрия гетерогенных дисперсных систем.

Автор более 70 научных статей и публикаций.

Чикуров Тимофей Георгиевич – аспирант кафедры КиПР Сарапульского филиала Ижевского государственного технического университета.

Область научных интересов: диэлькометрия гетерогенных дисперсных систем.

Автор 1 статьи и 2 тезисов.

Розенталь Олег Моисеевич – директор Уральского филиала Академии стандартизации, метрологии и сертификации Госстандарта России, доктор технических наук, профессор.

Область научных интересов: химия, технология и сертификация питьевой воды, материалов и оборудования, применяемых в водохозяйственной деятельности

Автор более 300 работ.

¹ Сообщение 1 - журнал “Аналитика и контроль”. 2000. Т.4, № 1, С.31-36

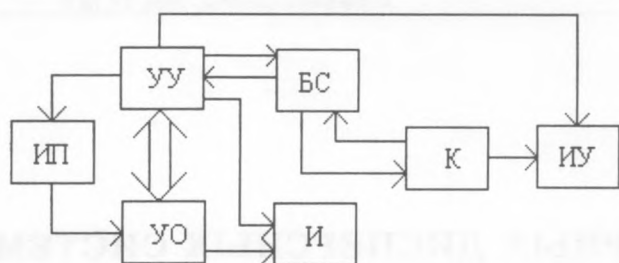


Рис.1. Функциональная схема диэлькометра

Минимальный набор блоков используется в простых линейно-структурированных устройствах. Усложнение функций измерения и обработки требует ввода устройств управления (УУ), построенных на жесткой логике в одноканальных измерителях [1] и микроконтроллере - в многоканальных и многофункциональных системах. В многоканальных измерительных системах УУ управляет процессами измерения, обработки и отображения информации. В системах контроля и управления блок УУ дополнительно нагружается на исполнительное устройство ИУ. В многофункциональных системах и комплексах контроля и управления реализуемые функции дополнительно расширяются. Операционные возможности микроконтроллера уже не обеспечивают реализацию всех задач и управление передается компьютеру (К), подключаемому через блок сопряжения (БС) к УУ. Управление ИУ также может быть передано компьютеру.

Измерительное преобразование

Измерительные преобразователи (ИП) диэлектрических информационно-измерительных систем состоят из первичных измерительных преобразователей (ПИП), преобразующих составляющие комплексной диэлектрической проницаемости (ДП) в соответствующие параметры эквивалентного резистивно-емкостного двухполюсника, и вторичного преобразователя (ВП), преобразующего параметры двухполюсника в унифицированные сигналы.

В качестве ПИП обычно используют измерительные конденсаторы с внутренним или рассеянным полем, номенклатура, характеристики и параметры которых детально исследованы [2-4]. Емкость любого ПИП состоит из постоянной составляющей C_0 и активной или изменяемой емкости $C_{\text{и}}$ (рис. 2.а).

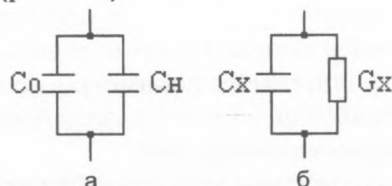


Рис.2. Эквивалентные схемы ПИП и образца

Исследуемый образец воздействует только на активную часть преобразователя, то есть общая емкость ПИП:

$$C_x = C_0 + \epsilon \cdot C_{\text{и}} \quad (1)$$

В частности, для конденсатора с плоскопараллельными электродами, площадью контакта с образцом S и толщиной контролируемого слоя d

$$C_{\text{и}} = \epsilon_0 \cdot S/d, \quad \epsilon = (C_x - C_0)/C_{\text{и}} \quad (2)$$

Вместе с тем удельная проводимость χ связана с геометрией ПИП и проводимостью образца G_x соотношением

$$G_x = \chi \cdot S/d$$

откуда

$$\chi = \epsilon_0 \cdot G_x/C_{\text{и}} \quad (3)$$

Таким образом, электрической моделью ПИП с рабочей емкостью, заполненной образцом, является параллельный $C_x G_x$ двухполюсник (рис. 2.б). Емкость C_x определяется в основном величиной ϵ , следовательно, отражает процессы поляризации и обменное взаимодействие поле-среда. Проводимость G_x отражает различные виды диссипации энергии, включая потери на релаксацию и сквозную проводимость [1], а $C_{\text{и}}$ является функцией преобразования $\epsilon - C_x$, $\chi - G_x$. На частотах электромагнитного поля с длиной волны λ , соизмеримой с $S^{1/2}$, d ПИП следует рассматривать как распределенную систему и соотношения (2), (3) заменить их эквивалентами из теории длинных линий.

Вид преобразователя, величина $C_{\text{и}}$, вариант конструктивного оформления определяются типами, составом, структурой и свойствами дисперсной системы. В частности, для контроля систем с полярными фазами $C_{\text{и}}$ выбирают в интервале 0,1...1 пФ, в противном случае величины C_x и G_x могут выйти за пределы возможностей большинства ВП. Системы с неполярными фазами, особенно суспензии и аэрозоли, имеют $\epsilon \sim 1$, поэтому для обеспечения необходимой чувствительности используют преобразователи с $C_{\text{и}}$ порядка десятка пикофард.

Преобразователи с внутренним полем - плоские, цилиндрические, сферические и так далее - обеспечивают большие значения $C_{\text{и}}$ и лучшую равномерность топологии поля, поэтому применяются для контроля сыпучих материалов, эмульсий, гелей, золь с характеристическими размерами частиц или флоккул микрометрового или миллиметрового диапазонов (микро- и миллиметровых осцилляторов).

Преобразователи с рассеянным полем – планарные, линейные, многослойные, полосковые, конические – имеют резко неоднородное поле, с локализацией области максимальной напряженности вблизи меньшего по площади электрода, поэтому используются в анизотропных средах, дефектоскопии. Преобразователи с точечными и коническими электродами при больших потенциалах на электродах могут развивать напряженность поля, близкую к пробивной, что следует учитывать при выборе рабочего напряжения. Активная емкость таких преобразователей обычно не превышает единиц пикофарады, а габариты колеблются от микрометров до десятков дециметров.

Функция измерительного преобразователя оценивается чувствительностью

$$S_c = dC/d\epsilon', \quad S_G = dG/d\epsilon' \quad (4)$$

или относительной чувствительностью

$$S_c = (dC/d\epsilon') \cdot (\epsilon'/C), \quad S_G = (dG/d\epsilon') \cdot (\epsilon''/G). \quad (5)$$

Инвариантность измерительного преобразователя определяется функциями влияния мешающих факторов

$$V_c = dC/d\epsilon'', \quad V_G = dG/d\epsilon'. \quad (6)$$

Границы применимости ВП удобно определять тангенсом угла диэлектрических потерь. Этот параметр одинаков для вещества и его электрической модели:

$$\operatorname{tg} \delta = \epsilon''/\epsilon' = G_x/(\omega \cdot (C_x - C_0)). \quad (7)$$

при $C_x \gg C_0$ $\operatorname{tg} \delta = G_x/\omega C_x$, то есть инвариантен относительно операции первичного преобразования и в этом смысле уникален. Поэтому $\operatorname{tg} \delta$ используется как критерий при выборе системотехнических и схмотехнических решений.

Емкость C_x образована параллельным соединением C_0 и $\epsilon' \cdot C_{II}$, поэтому при увеличении C_0 тангенс угла диэлектрических потерь эквивалентного двухполюсника уменьшается, что используется для расширения диапазона применимости измерительных схем. Однако при этом чувствительность (4) ухудшается.

Из приведенных данных следует, что для диэлькометрического контроля различных дисперсных систем могут быть использованы все перечисленные типы ПИП. При этом границы применимости вида первичного преобразователя определяются диэлектрической проницаемостью дисперсной системы. Преобразователи с внутренним полем лучше всего использовать при $\epsilon' < 5 \dots 10$, в остальных случаях, а в анизотропных средах все-

гда, более технологичен преобразователь с рассеянным полем.

Вторичное преобразование

Особую роль в формировании потоков измерительной информации занимают ВП.

В первом поколении ВП при $\operatorname{tg} \delta \ll 1$ на низких частотах (НЧ) использовались мостовые преобразователи, на высоких частотах (ВЧ) – резонансные и автогенераторные. При $\operatorname{tg} \delta \gg 1$ использовались НЧ – кондуктометры прямого преобразования или мостовые, а на ВЧ – “безэлектродные” кондуктометры [5]. “Безэлектродность” обеспечивалась диэлектрической защитой электродов, снижающей токи проводимости. Однако, по сути, диэлектрический слой на поверхности электродов эквивалентен последовательному подключению к схеме (рис. 2,б) дополнительного конденсатора C_p . Общее сопротивление такой цепи

$$Z_s = 1/(j\omega C_p) + 1/(C_x + j\omega C_x)$$

при $\operatorname{tg} \delta \gg 1$, $C_x \gg j\omega C_x$ и $Z_s = 1/(C_x + 1/(j\omega C_p))$ теряет информацию о C_x . Если, кроме того, $C_x > \omega \cdot C_p$, то, из-за ортогональности составляющих, модуль Z_s теряет информацию о C_x . Поэтому пользоваться “безэлектродным” методом следует очень осторожно.

Для отображения информации в прямопоказывающих приборах использовались стрелочные индикаторы, а в мостовых – нуль-индикаторы и уравнивающий элемент, по шкале которого и отсчитывался результат. Поэтому УО фактически объединялось с И.

Во втором поколении диэлькометрических приборов были решены три задачи: исключены устройства с ручным управлением процессами измерения, расширены рабочие области измерения по $\operatorname{tg} \delta$ внедрены цифровые УО, УУ и И. Мостовые преобразователи оснащались автоматическим уравнивающим устройством. Но, поскольку это усложняло и удорожало приборы, основными стали преобразователи на основе параметрической модуляции [6] и автогенераторные [7]. Однако по-прежнему доминировали одноканальные преобразователи, то есть основная часть информации терялась, и лишь в дефектоскопии [4] и устройствах контроля нестационарных дисперсных систем [8] появились первые многоканальные преобразователи.

Улучшение эксплуатационных и метрологических диэлькометров второго поколения способствовало расширению сферы их применения [3, 4, 6-8]. Вместе с тем низкая информативность одноканального приближения, сложность и гро-

моздкость преобразователя, трудности обработки измерительной информации потребовали качественного изменения подходов к построению ВП. Поэтому постепенно начался переход к диэлькометрам третьего поколения.

В системном плане принципиально важным для нового поколения техники оказался переход на многоканальность и многофункциональность формирования измерительной информации, применение алгоритмов оптимизации в УО и, как следствие, переход на цифровую технику с обязательным включением УУ.

Если во втором поколении диэлькометров использовались преимущественно аналоговые параметрические преобразователи с последующим преобразованием сигналов в цифровую форму, то сейчас ситуация существенно изменилась. Основная современная тенденция в диэлектрии дисперсных систем – разработка и применение непосредственно в ВП параметрических аналого-цифровых преобразователей (АЦП), совместимых с микропроцессорной техникой. Однако арсенал таких преобразователей пока еще невелик. Поэтому разработчики по-прежнему применяют традиционные мостовые и резонансные системы, дополняя их устройствами сопряжения: универсальными АЦП, преобразователями ток-частота ($I - F$), напряжение-частота ($U - F$). Выходными параметрами устройств сопряжения могут быть также период T , длительность импульса $\tau_{\text{и}}$, скважность $S = T / \tau_{\text{и}}$.

Вторичные параметрические цифровые преобразователи

Разработчики схемотехники сосредоточились в основном на проектировании универсальных АЦП и ЦАП, в которых входными величинами являются унифицированные сигналы тока или напряжения. Вместе с тем существует и все шире используется возможность непосредственного аналого-цифрового преобразования параметров цепей. В классической схемотехнике были известны только два типа параметрических АЦП с частотным выходом. Преобразователи такого типа базируются на схемотехнике генераторов, то есть содержат усилитель с операторным коэффициентом усиления $K(p) = K e^{p \cdot t}$, охваченный обратной связью (ОС) через селективный четырехполюсник с операторной передаточной функцией $\beta(p) = v \cdot e^{p \cdot t}$, где $p = \sigma + j \cdot \omega \cdot \varepsilon$ – комплексная частота, а произведение $p \cdot t = \varphi$ – определяет фазовый сдвиг в блоке (рис. 3).

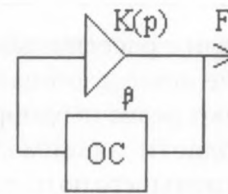


Рис.3. Принцип параметрического частотного преобразования

Передаточная функция такой цепи

$$K(p)_{\text{ос}} = K(p) / (1 - \beta(p) \cdot K(p)), \quad (8)$$

и при $\beta(p) \cdot K(p) \geq 1$ устойчивость схемы теряется, то есть возникает самовозбуждение. Условие самовозбуждения $\beta(p) \cdot K(p) = 1$ распадается на амплитудное и фазовое:

$$K \cdot \beta = 1; \quad \varphi_k + \varphi_{\beta} = p_k t + p_{\beta} t = n \cdot 2\pi, \quad (9)$$

где $n = 0, 1, \dots$

Если цепь ОС селективная, описывается уравнением второго или высшего порядков, то соотношения (9) выполняются на единственной частоте F , то есть реализуется преобразование параметр цепи – F . При этом для диэлектрических схем пригодны только такие четырехполюсники ОС, для которых параллельный двухполюсник CG может быть естественной дополняющей структурой. Это значит, что сам четырехполюсник уже содержит параллельно соединенные C и G , параллельно которым, или вместо которых, подключается $C_x G_x$ двухполюсник.

Из фильтров второго порядка этому требованию удовлетворяют только параллельный контур и мост Вина (рис. 4).

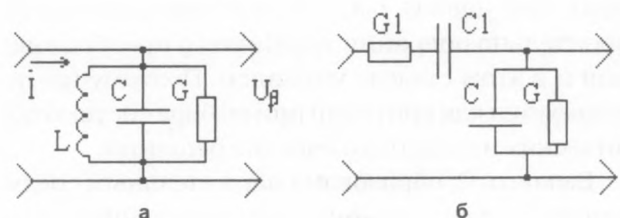


Рис.4. Цепи второго порядка, резонансная (а) и квазирезонансная (б), содержащие параллельные CG двухполюсники

Введение в такие цепи ПИП с изменяющимися параметрами образца переводит их в параметрически инвариантные состояния, что отражается изменением генерируемых частоты F и периода $T = 1/F$. Однако вся номенклатура автогенераторов, разрабатываемых ранее, ориентировалась на схемы, применяемые в радиотехнических и связных устройствах. А в них все внимание разработчиков было направлено на обеспечение

высокой стабильности амплитуды и частоты. В параметрических АЦП требования существенно отличаются. Это, прежде всего, однозначность преобразования $C \rightarrow F$ и инвариантность к G . Но одновременно этим же преобразованием целесообразно формировать сигнал, однозначно и инвариантно определяемый величиной G .

Для реализации этих требований необходимо заменить усилитель $K(p)$ (рис.3) преобразователем напряжение – импульсный ток. Тогда в схему ОС (рис.3) включают непосредственно контур (рис.4.а) и, за счет идеализации внешних цепей контура, генерация частоты становится инвариантом к проводимости G , а за счет ограничения импульсов тока – и к изменению амплитуды. Выходное напряжение контура U_p пропорционально C/G , поэтому с помощью дополнительного АЦП может быть преобразовано в сигнал G .

Рассмотренный способ преобразования применим для высокочастотного преобразования на частотах более 100 кГц при эквивалентной добротности контура 3...10 единиц.

На низких частотах в типовых генераторах обычно использовался мост Вина. На схеме (рис.4. б) передаточная функция имеет нулевой фазовый сдвиг на частоте квазирезонанса

$$\omega_0 = (G_1 \cdot G) / (C_1 \cdot C) \quad (10)$$

и при $G_1 = G$; $C_1 = C$ достигает максимума максимуму $\beta(\omega_0) = 1/3$. Поскольку генерируемая частота ω_0 линейна относительно G/C , период T оказывается пропорциональным постоянной времени $\tau = C/G$, то есть генератор такого типа преобразует время релаксации в период. Недостаток моста Вина – уменьшение коэффициента передачи при $G_1 \neq G$ и $C_1 \neq C$. Но исследуемый образец, естественно, проецируется только на параллельную ветвь, в результате чего для обеспечения стабильности работы преобразователя требуется автоматическая регулировка $K(\omega)$, что технически сложно и нерационально. Поэтому в современной схемотехнике чаще RC генератор с мостом Вина заменяют релаксационным преобразователем на основе мультивибратора (рис.5).

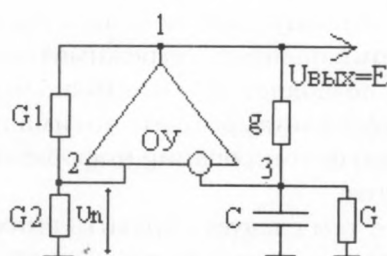


Рис.5. Базовый модуль НЧ преобразования

В обычном включении на инвертирующий вход операционного усилителя (ОУ) вводят обратную связь через интегрирующую цепь g, C_n (рис.5), а на неинвертирующем входе резистивным делителем напряжения G_1 и G_2 задают опорное напряжение $U_n = E \cdot G_1 / (G_1 + G_2)$, где E – предельное значение выходного напряжения ОУ.

Считая, что базовый модуль (рис.5) применим только для преобразования $G \rightarrow T$, докажем, что функция преобразования такого мультивибратора универсальна.

Выходное напряжение мультивибратора представляет собой импульсную последовательность 1 (рис.6) с амплитудой E и периодом T , ограниченным высотой порога U_n .

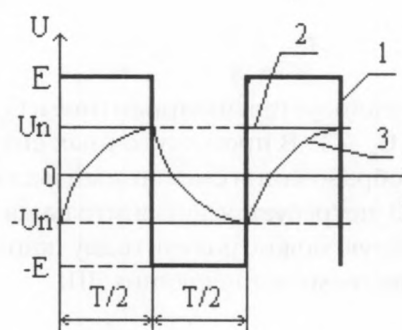


Рис. 6. Переходные процессы в базовом модуле:
1- форма импульсов в узле 1; 2 – форма импульсов в узле 2;
3 – форма импульсов в узле 3

Операторный коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи (ООС)

$$\beta(p) = g / (g + G + p \cdot C), \quad (11)$$

а изображения входного и выходного напряжения, для цепи ООС, соответственно

$$U(p) = (E + U_n) / p, \quad (12)$$

$$U_3(p) = U(p) \cdot K(p) - U_n / p. \quad (13)$$

Откуда для оригинала получаем

$$U_3(t) = (E + U_n) \cdot (1 - \exp(-t/\tau)) - U_n, \quad (14)$$

где

$$\tau = C / (G + g), \text{ а } U = G_1 / (G_1 + G_2). \quad (15)$$

При равенстве $U_3(t) = U_n$, наступающем при $t = T/2$, происходит автоматическое переключение схемы в инверсное состояние, откуда с учетом (15)

$$G_1 / (G_1 + G_2) \cdot (1 + e^{-T/2\tau}) = 1 - e^{-T/2\tau} \quad (16)$$

при

Решая это уравнение относительно T , получим

$$T = 2 \cdot \tau \cdot \ln(1 + 2G_2 / G_1). \quad (17)$$

Обычно выбирают $G_2 = G_1$, тогда

$$T = 1,197 \cdot C / (g + G) \quad (18)$$

и возникают две возможности. При $g \ll GT = 2,197 RC$ постоянная времени определяется $RC = \tau$. При включении вместо элементов R, C ПИП с образцом постоянная времени τ отразит время релаксации образца τ_x .

Таким образом, в режиме $g \ll G_x$ при соблюдении условия (16) базовый модуль является преобразователем время релаксации – период.

Если $g > G_x$, что соответствует хорошим диэлектрикам, обычно с матричной газообразной или неполярной фазой, учитывая, что $g = \text{const}$, получаем для подключенного ПИП

$$T = \frac{2,197}{g} \cdot C_x \quad (19)$$

Теперь реализуется инвариантное к G_x преобразование $C_x \rightarrow T$. В промежуточных ситуациях режим преобразования смешанный и для разделения C_x и G_x потребуется дополнительная информация, которую можно получить двухканальным преобразованием составляющих ДП.

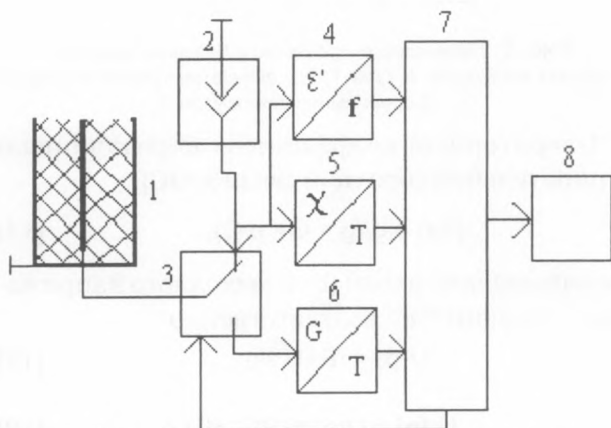


Рис.7. Многофункциональный диэлькометрический преобразователь

Для испытания рассмотренных унифицированных преобразователей нами была создана исследовательская установка (рис.7) в виде многофункционального двухчастотного трехканального диэлькометрического преобразователя со встроенным микропроцессором. Она состоит из плоскопараллельного дифференциального емкостного первичного измерительного преобразователя (ПИП)-1, высокочастотного измерителя диэлектрической проницаемости ϵ -4 и удельной проводимости χ -5 на основе рассмотренного ВЧ-преобразователя, низкочастотного преобразователя-6. Микропроцессор (МП)-7 управляет измерительными блоками 4, 5, 6 и периодически чередует высокочастотный и низкочастотный режи-

мы с помощью электронного коммутатора-3. Кроме того, МП обрабатывает сигналы и выводит на цифровой дисплей-8 поочередно значения ϵ , χ и температуры t .

Высокочастотный преобразователь работает в интервале частот 2,5...3 МГц, то есть относительная ширина канала не превышает 20 %, что при сильно размытых релаксационных областях вполне приемлемо. В НЧ-области сканируется интервал частот 25...30 Гц, что также соответствует относительной полосе 20 %.

При калибровке в качестве эквивалентов параметров веществ использовались образцовые радиоэлементы и модельные суспензии по методике [3]. Установлено, что в различных режимах работы абсолютная погрешность преобразования по каналу t не превышает 0,5 %, по каналу ϵ при $C_x = 40...400$ пФ составила менее 1 %, а по χ - 2 %.

Использование в измерительной схеме типовых микросхем и не критичность ее функций обеспечивают универсальность и хорошую воспроизводимость схемы. Это позволяет встраивать преобразователь как измерительный блок в спектроанализаторы, диэлькометры и кондуктометры. В частности, проведены совместные испытания предложенных НЧ и ВЧ преобразователей на рабочих частотах 27 ± 2 Гц и $2,5 \pm 0,5$ МГц соответственно при исследовании релаксационных процессов в сушеных дрожжах. Установлена электромагнитная и режимная толерантность низкочастотного и высокочастотного преобразователей. При этом информация о низкочастотной релаксации удачно дополняет информацию высокочастотных каналов и позволяет отстраиваться от некоторых мешающих факторов. Так, при построении на этих принципах систем технологического контроля матричных смесей, например влажности гранулированных дрожжей, появляется принципиальная возможность частичной компенсации погрешности, обусловленной вариацией упаковки зерен при засыпке. Это позволит использовать разработанный метод и его инструментальную реализацию в приборостроении для повышения информативности в условиях интенсивных шумовых воздействий. При этом возможность варьирования режима измерительной схемы позволяет, при минимальных затратах на оборудование, выбрать оптимальный режим уже при формировании информационного пространства.

Вместе с тем следует обратить внимание на то, что амплитуда напряжения, воздействующего на образец, может достигать значения ЭДС источника питания. Поэтому в измерительных

преобразователях с малыми зазорами, например капиллярных, напряженность электрического поля может оказаться недопустимо высокой. Кроме этого, из-за неидеальности ОУ на исследуемый образец воздействует и постоянная составляющая напряжения порядка единиц милли-

вольт. При исследовании эмульсий и растворов это может привести к искажению результатов за счет электродных явлений, и, чтобы их исключить, первичный измерительный преобразователь нужно подключать к ОУ через разделительный конденсатор.

ЛИТЕРАТУРА

1. Подкин Ю.Г., Чикуров Т.Г. Дизелькометрия нестационарных дисперсных систем. Информационные аспекты // Аналитика и контроль. 2000. Т.1, № 1. С.
2. Бухгольц В.П., Тисевич Э.Г. Емкостные преобразователи в системах автоматического контроля и управления. М.: Энергия, 1972. 78 с.
3. Электронно-технические измерения при физико-химических исследованиях / Под ред. В.В. Ветрова, Е.Н. Домова, В.П. Катушкина, А.А. Маркелова. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1979. 272 с.
4. Матис И.Г. Электроемкостные преобразователи для неразрушающего контроля. Рига: ЗИНАТНЕ, 1982. 302 с.
5. Усиков С.В. Электрометрия жидкостей. Л.: Химия, 1974. 144 с.
6. Каменев Л.В., Левин А.М., Митрофанов В.А. Измерение емкости конденсаторов с большими потерями // Измерительная техника. 1968. №8. С.58-61.
7. Потапов А.А. Современные дизелькометрические методы и аппаратура для исследования микро- и макроскопических свойств веществ: Обзорная информация. М.: Госстандарт, ВНИИKN, 1980. (Сер. Образцовые и высокоточные методы измерения. Вып.3. 55 с.).
8. Подкин Ю.Г., Розенталь О.М. Радиочастотная дизелькометрия цементных паст. Методическое обоснование // Коллоидный журнал. 1978. Т.40, №1. С.162-165.

* * * * *